

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-230274

(P2003-230274A)

(43) 公開日 平成15年8月15日 (2003.8.15)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

H 0 2 M 3/28

識別記号

F I

H 0 2 M 3/28

テマコード\* (参考)

Q 5 H 7 3 0

V

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2002-23652(P2002-23652)

(22) 出願日 平成14年1月31日 (2002.1.31)

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 安村 昌之

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

(74) 代理人 100086841

弁理士 脇 篤夫 (外1名)

Fターム(参考) 5H730 AA14 AA18 BB23 BB61 CC04

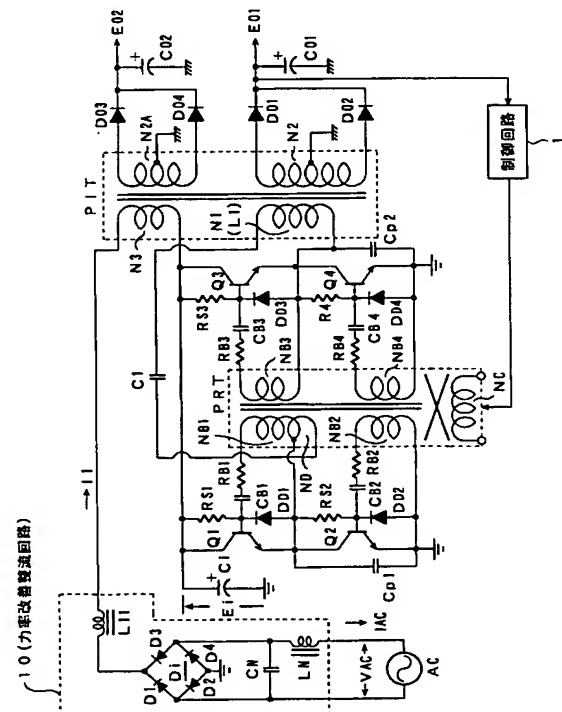
DD04 DD23 EE73 FD01

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源回路

(57) 【要約】

【課題】 共振形コンバータに対して力率改善のための回路構成を付加した電源回路のコストダウン及び回路基板の小型軽量化を促進する。

【解決手段】 AC100V系で負荷電力200W程度以上の重負荷の条件に対応する電源回路として、一次側スイッチングコンバータについては、フルブリッジ電流共振形コンバータと部分電圧共振回路を組み合わせた共振コンバータとする。また、力率改善のための回路としては、商用交流電源ラインにノーマルモードノイズフィルタを挿入すると共に、高速リカバリ型の整流ダイオードによるブリッジ整流回路を接続することで等倍電圧整流動作とする。そして、絶縁コンバータトランスに巻装した三次巻線N3とインダクタから成る直列接続回路を、商用交流電源を全波整流する整流経路に挿入する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用交流電源を等倍電圧整流動作により整流して、1つの平滑コンデンサに整流電流を充電することで、上記平滑コンデンサの両端に上記商用交流電源レベルの等倍に対応するレベルの直流入力電圧を生成する整流回路と、

一次巻線に得られる一次側出力を二次巻線が巻装された二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスと、

2つのスイッチング素子で1組となるスイッチング回路が2組形成され、これら2組のスイッチング回路が交互にオン／オフすることで、入力された上記直流入力電圧を断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力するようにされたスイッチング手段と、

上記各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段と、

少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、上記スイッチング手段の動作を共振形とする一次側直列共振回路と、

上記各スイッチング回路を形成する2つのスイッチング素子のうち、一方のスイッチング素子に対して並列接続された並列共振コンデンサのキャパシタンスと、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記各スイッチング素子のターンオフ期間に電圧共振動作を行う部分電圧共振回路と、上記整流回路を含むと共に、力率を改善する力率改善整流回路と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング駆動手段を制御し

て、上記スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段とを備え、

上記力率改善整流回路は、商用交流電源ラインに挿入されるノーマルモードノイズフィルタと、

上記整流回路を形成する整流素子である高速リカバリ型ダイオード素子と、

上記整流回路の整流出力端子と上記平滑コンデンサの間に挿入される、絶縁コンバータトランスに巻装される三次巻線とインダクタとの直列接続回路とを備えている、ことを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 2】 商用交流電源を等倍電圧整流動作により整流して、1つの平滑コンデンサに整流電流を充電することで、上記平滑コンデンサの両端に上記商用交流電源レベルの等倍に対応するレベルの直流入力電圧を生成す

る整流回路と、

一次巻線に得られる一次側出力を二次巻線が巻装された二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスと、

2つのスイッチング素子が備えられ、各スイッチング素子が交互にオン／オフすることで、入力された上記直流入力電圧を断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力するようにされたスイッチング手段と、

上記各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段と、

少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記スイッチング素子に対して並列に接続される一次側並列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、上記スイッチング手段の動作を電圧共振形とする一次側並列共振回路と、

上記整流回路を含むと共に、力率を改善する力率改善整流回路と、

上記二次巻線の漏洩インダクタンスと共に二次側共振回路を形成するようにして、二次巻線に対して接続される二次側共振コンデンサと、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング駆動手段を制御して、上記スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成される定電圧制御手段とを備え、

上記力率改善整流回路は、

商用交流電源ラインに挿入されるノーマルモードノイズフィルタと、

上記整流回路を形成する整流素子である高速リカバリ型ダイオード素子と、

上記力率改善整流回路は、

商用交流電源ラインに挿入されるノーマルモードノイズフィルタと、

上記整流回路を形成する整流素子である高速リカバリ型ダイオード素子と、

上記整流回路の整流出力端子と上記平滑コンデンサの間に挿入される、絶縁コンバータトランスに巻装される三次巻線とインダクタとの直列接続回路とを備えている、ことを特徴とするスイッチング電源回路。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、力率改善のための回路を備えたスイッチング電源回路に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 先に本出願人は、一次側に共振形コンバ

10

20

30

40

50

ータを備えた電源回路を各種提案している。また、共振形コンバータに対して力率改善を図るための力率改善回路を備えて構成した電源回路も各種提案している。図6、図7はそれぞれ、先に本出願人により出願された発明に基づいて構成されるスイッチング電源回路の一例を示す回路図である。

【0003】まず図6の電源回路には、他励式による電流共振形スイッチングコンバータに対して力率改善のための構成が付加された構成例が示される。そして、この電源回路は、電流共振形スイッチングコンバータとして2石のスイッチング素子を備えたハーフブリッジ結合方式に対して、半導体スイッチ（スイッチング素子）のターンオフ時にのみ電圧共振する部分電圧共振回路を組み合わせている。また、この図に示す電源回路は、交流入力電圧VACが100V系とされると共に、負荷電力が200W以上の条件に対応した構成とされる。

【0004】この図6に示す電源回路においては、商用交流電源ACに対して、低速リカバリ型の2本の整流ダイオードD13、D14、及び平滑コンデンサC i 1、C i 2を図示するようにして接続して、いわゆる倍電圧整流回路を形成している。これにより、直列接続されたいる。これにより、平滑コンデンサC i 1-C i 2の両端には、交流入力電圧VACの2倍に対応する整流平滑電圧E i が得られる。

【0005】また、商用交流電源ACのラインに対しては図示するようにして、パワーチョークコイルPCHを直列に挿入している。このパワーチョークコイルPCHのインダクタンスL cによって、交流入力電流I ACの導通角を拡大させ、(PF)を0.75程度にまで改善するようにしている。なお、このパワーチョークコイルPCHのインダクタンスL cとしては4mH程度に設定される。

【0006】また、この電源回路には、平滑コンデンサC i 1、C i 2の両端電圧である整流平滑電圧E i を動作電源とする他励式の電流共振形コンバータが備えられる。この電流共振形コンバータにおいては、例えばMOS-FETとされる2石のスイッチング素子Q11、Q12が備えられている。ここでは、スイッチング素子Q11のドレインを整流平滑電圧E i のラインと接続し、スイッチング素子Q11のソースとスイッチング素子Q12のドレインを接続し、スイッチング素子Q12のソースを一次側アースに接続することで、他励式に対応したハーフブリッジ結合を得ている。これらスイッチング素子Q11、Q12は、発振・ドライブ回路2によって交互にオン/オフ動作が繰り返されるようにスイッチング駆動されて、整流平滑電圧E i を断続してスイッチング出力とする。また、この場合には、各スイッチング素子Q11、Q12のドレイン-ソース間に対して、図に示す方向によって接続されるクランプダイオードDD1、DD2が設けられる。

【0007】また、この場合には、スイッチング素子Q

11、Q12のソースドレインの接続点（スイッチング出力点）に対して、直列共振コンデンサC1の直列接続を介して絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端を接続している。これにより、一次巻線N1に対してスイッチング出力を供給するようにされる。一次巻線N1の他端は、一次側アースに対して接続される。

【0008】絶縁コンバータトランスPIT (Power Isolation Transformer)は、スイッチング素子Q11、Q12のスイッチング出力を二次側に伝送する。この絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1は、上述もしたようにして、その一端がスイッチング素子Q11、Q12のソースドレインの接続点と接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。

【0009】この場合、直列共振コンデンサC1及び一次巻線N1は直列に接続されているが、この直列共振コンデンサC1のキャパシタンス及び一次巻線N1（直列共振巻線）を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンス）成分L1により、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側電流共振回路（一次側直列共振回路）を形成している。

【0010】また、スイッチング素子Q2のコレクターエミッタ間に対して並列に並列共振コンデンサCpが接続されている。この並列共振コンデンサCpが接続されることにより、並列共振コンデンサCpのキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンス成分L1によってスイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時にのみ電圧共振動作が得られることになる。つまり部分電圧共振回路が形成される。

【0011】この図における絶縁コンバータトランスPITの二次側には、二次巻線N2と、この二次巻線N2よりも巻線数の少ない二次巻線N2Aとが備えられる。先ず二次巻線N2に対しては、センタータップを設けた上で、整流ダイオードD01、D02及び平滑コンデンサC01を図のように接続することで、全波整流回路が形成され、直流出力電圧E01を生成する。また、二次巻線N2Aに対しても、センタータップを設けると共に、整流ダイオードD03、D04及び平滑コンデンサC02を図のように接続することで全波整流回路を形成しており、直流出力電圧E02が生成されることになる。これら直流出力電圧E01、E02は、図示しない所要の負荷に供給されることになる。なお、この場合には、直流出力電圧E01は、検出電圧として制御回路1に対しても分岐して入力される。

【0012】制御回路1は、例えば直流出力電圧E01の変動に対応したレベルの制御信号を発振・ドライブ回路2に出力する。発振・ドライブ回路2では制御回路1から供給された制御信号に基づいて、発振・ドライブ回路2からスイッチング素子Q11、Q12の各ゲートに供給するスイッチング駆動信号の周波数を変化させて、スイ

ツチング周波数を可変するようにしている。これによって直流出力電圧E01のレベルに応じてスイッチング素子Q11, Q12のスイッチング周波数が可変され、一次側直列共振回路の一次巻線N1に供給されるドライブ電流が制御されて、二次側に伝送されるエネルギーが制御されることにより、二次側直流出力電圧の定電圧制御が図られることになる。なお、以降は上記のような方法による定電圧制御方式を「スイッチング周波数制御方式」ということにする。

【0013】また、この図に示す回路では、絶縁コンバータトランスPITの一次側に、巻線N4が巻装され、この巻線N4に対して整流用のダイオードD10が接続される。この巻線N4及びダイオードD10から成る整流回路の整流出力は起動用に利用される。つまり、起動抵抗R<sub>s</sub>を介してスイッチング素子Q11側に出力されることで、スイッチング動作を開始させる。また、発振・ドライブ回路2の起動用電源としても用いられる。

【0014】また、図7に、先行技術としてのスイッチング電源回路の他の構成例を示す。この図に示す電源回路は、複合共振形スイッチングコンバータとして、一次側に1石のスイッチング素子による電圧共振形コンバータを備えると共に、二次側にも共振回路を備えた構成を採る。また、整流回路に力率改善のための力率改善回路を付加した、力率改善整流回路が設けられる。

【0015】この図に示す回路においては、力率改善整流回路20が備える整流回路系と平滑コンデンサC<sub>i1</sub>, C<sub>i2</sub>とにより倍電圧整流回路が形成されることになる。そして、直列接続された平滑コンデンサC<sub>i1</sub>—C<sub>i2</sub>の両端に、交流入力電圧V<sub>AC</sub>の2倍に対応するレベルの整流平滑電圧E<sub>i</sub>を生成する。なお、力率改善整流回路20については後述する。

【0016】上記整流平滑電圧E<sub>i</sub>（直流入力電圧）を入力してスイッチングを行う電圧共振形スイッチングコンバータとしては、図示するようにして、1石によるシングルエンド方式が採用される。また駆動方式としては自励式の構成を採っている。この場合、電圧共振形コンバータを形成するスイッチング素子Q1には、高耐圧のバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が選定される。このスイッチング素子Q1のコレクターエミッタ間に対しては、一次側並列共振コンデンサC<sub>r</sub>が並列に接続される。また、ベース—エミッタ間に対しては、クランプダイオードDDが接続される。ここで、並列共振コンデンサC<sub>r</sub>は、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に得られるリーケージインダクタンスL<sub>1</sub>と共に、一次側並列共振回路を形成しており、これによって電圧共振形コンバータとしての動作が得られるようになっている。そして、スイッチング素子Q1のベースに対しては、駆動巻線NB—共振コンデンサCB—ベース電流制限抵抗RBから成る自励発振駆動回路が接続される。スイッチング素子Q1には、この自励発

振駆動回路にて発生される発振信号を基とするベース電流が供給されることでスイッチング駆動される。なお、起動時には整流平滑電圧E<sub>i</sub>のラインから起動抵抗R<sub>s</sub>—ベース電流制限抵抗RBを介してベースに流れる起動電流によって起動される。

【0017】直交型制御トランスPRTは、上記駆動巻線NBと電流検出巻線NDの巻装方向に対してその巻装方向が直交するようにして制御巻線N<sub>c</sub>が巻装されて構成される可飽和リアクトルであって、後述するようにして一次側電圧共振形コンバータのスイッチング周波数を制御するために設けられる。

【0018】絶縁コンバータトランスPITは、一次側に得られたスイッチングコンバータのスイッチング出力を二次側に伝送するために設けられ、一次巻線N1及び二次側巻線（N2, N2A）について、一次側と二次側とが疎結合となるようにして巻装している。また、この場合には、絶縁コンバータトランスPITの一次側に対しては、三次巻線N3も巻装される。

【0019】スイッチング素子Q1のスイッチング出力は、上記した構造の絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に伝送され、更に二次側の二次巻線N2, N2Aに対して励起されるようにして伝達されることになる。

【0020】この場合、絶縁コンバータトランスPITの二次側においては、図示するように二次巻線N2の両端に対して並列に二次側並列共振コンデンサC2が接続されることで、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL2と共に二次側並列共振回路を形成する。このような構成による電源回路では、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路が備えられ、二次側には電圧共振動作を得るための並列共振回路が備えられることになる。つまり、複合共振形スイッチングコンバータとして構成されている。

【0021】この場合、二次巻線N2に対してはブリッジ整流回路DBR及び平滑コンデンサC01から成る整流回路が接続されることで、二次側直流出力電圧E01を生成する。また、二次巻線N2Aに対しては、センタータップを設けた上で、図示するようにして整流ダイオードD03, D04、及び平滑コンデンサC02から成る全波整流回路が設けられる。この全波整流回路によって二次側直流出力電圧E02が生成されることになる。

【0022】この場合の制御回路1は、二次側直流出力電圧E01のレベルに応じて可変の直流電流を、制御電流として、直交型制御トランスPRTの制御巻線N<sub>c</sub>に流すようにされる。このように制御巻線N<sub>c</sub>に流れる制御電流レベルが可変されることで、直交型制御トランスPRTにおいては、駆動巻線NBのインダクタンスL<sub>B</sub>を可変するように制御することになる。これによって、自励発振駆動回路における駆動巻線NB—共振コンデンサCBから成る共振回路の共振周波数が変化し、スイッチング素子Q1のスイッチング周波数が可変制御されることに

なる。スイッチング素子 Q1 のスイッチング周波数が可変されることによって、一次側並列共振回路と二次側並列共振回路との共振インピーダンスが変化することになるが、このインピーダンス変化によって、一次側から二次側へ伝送されるエネルギーも可変され、これによって二次側直流出力電圧が一定となるように制御される。

【0023】続いて、力率改善整流回路 20 による力率改善動作について説明する。力率改善整流回路 20 としては、商用交流電源 AC のラインに対して、コンデンサ CN とインダクタンス LN によるノーマルモードノイズ抑圧用のフィルタが形成される。また、上記ノーマルモードノイズ抑圧用のフィルタに直列にインダクタ L10 が接続される。このインダクタ L10 は絶縁コンバータトランス P I T の三次巻線 N3 と、商用交流電源 AC の正極ラインの間に挿入される。

【0024】また 2 本の高速リカバリ型ダイオード（整流ダイオード）D11、D12 が設けられる。高速リカバリ型ダイオード D11 は、アノードが三次巻線 N3-インダクタ L10 を介して、商用交流電源 AC の正極ラインに接続されると共に、カソードは、平滑コンデンサ C i 1 の正極端子に対して接続される。また、高速リカバリ型ダイオード D12 は、アノードが一次側アースに接地されると共に、カソードは、三次巻線 N3-インダクタ L10 を介して、商用交流電源 AC の正極ラインに接続される。

【0025】さらに、低速リカバリ型ダイオード D13、D14（整流ダイオード）が設けられる。低速リカバリ型ダイオード D13 は、アノードが商用交流電源 AC の正極ラインと接続され、カソードが平滑コンデンサ C i 1 の正極端子と接続される。また、低速リカバリ型ダイオード D14 は、アノードが一次側アースに接地されると共に、カソードが上記低速リカバリ型ダイオード D13 のアノードに対して接続される。

【0026】このような力率改善整流回路 20 においては、高速リカバリ型ダイオード D11、D12 が第 1 の整流回路として機能し、また低速リカバリ型ダイオード D13、D14 が第 2 の整流回路として機能する。即ち交流入力電圧 VAC が正となる期間では、交流電源 AC → ノーマルモードノイズ抑圧用フィルタ（LN、CN）→ インダクタ L10 → 三次巻線 N3 → 高速リカバリ型ダイオード D11 → 平滑コンデンサ C i 1 → … の系で第 1 の整流回路による整流電流が流れて平滑コンデンサ C i 1 へ充電される。また同時に、交流電源 AC → ノーマルモードノイズ抑圧用フィルタ（LN、CN）→ 低速リカバリ型ダイオード D13 → 平滑コンデンサ C i 1 → … の系で、第 2 の整流回路による整流電流が流れて平滑コンデンサ C i 1 へ充電される。

【0027】また交流入力電圧 VAC が負となる期間では、交流電源 AC → 平滑コンデンサ C i 2 → 一次側アース → 高速リカバリ型ダイオード D12 → … の系で第 1 の整流回路による整流電流が流れて平滑コンデンサ C i

2 へ充電される。また同時に、交流電源 AC → 平滑コンデンサ C i 2 → 一次側アース → 低速リカバリ型ダイオード D14 → … の系で、第 2 の整流回路による整流電流が流れて平滑コンデンサ C i 2 へ充電される。つまり、第 1、第 2 の整流回路により、整流電流は 2 系統に分流して平滑コンデンサ C i 1、C i 2 に供給されることになる。そして直列接続された平滑コンデンサ C i 1-C i 2 の両端に、交流入力電圧 VAC の 2 倍に対応したレベルの整流平滑電圧 E i が得られることになる。つまり、商用交流電源を倍電圧整流方式により直流化しているものである。

【0028】そして、力率改善整流回路 20 による力率改善動作は次のようになる。上述のように力率改善整流回路 20 は、ノーマルモードノイズ抑圧用フィルタ（LN、CN）からインダクタ L10 と三次巻線 N3 を直列接続して高速リカバリ型ダイオード D11、D12 の接続点に接続する構成を採る。そして三次巻線 N3 に誘起する電圧は、一次側電流共振コンバータのスイッチング動作に基づいて誘起する電圧であり、三次巻線 N3 と一次巻線 N1 の巻数比（N3/N1）に比例した矩形波形状のパルス電圧であり、このパルス電圧 V2 が、交流入力電圧 VAC の正負の絶対値が 1/2 以上の時に電圧帰還され、高速リカバリ型ダイオード D11、D12 に対してスイッチング周期に対応した交番電流 I4 が流れる。

【0029】交流入力電圧 VAC が正の期間では、上記交番電流 I4 は、コンデンサ CN → インダクタ L10 → 三次巻線 N3 → 高速リカバリ型ダイオード D11 → 平滑コンデンサ C i 1 と流れて、高速リカバリ型ダイオード D11 をスイッチング動作させる。交流入力電圧 VAC が負の期間では、上記交番電流 I4 は、コンデンサ CN → 平滑コンデンサ C i 2 → 高速リカバリ型ダイオード D12 に流れ、高速リカバリ型ダイオード D12 をスイッチング動作させる。

【0030】このようにして、高速リカバリ型ダイオード D11、D12 について、交流入力電圧 VAC の正負の絶対値が 1/2 以上の時にスイッチング動作させることにより、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサ C i 1、C i 2 の各両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサ C i 1、C i 2 への充電電流が流れるようにされる。この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近付くようにされて交流入力電流の導通角が拡大される結果、力率改善が図られることになる。

【0031】

【発明が解決しようとする課題】ところで、例えば図 6 に示した電源回路においては、倍電圧整流回路によって直流入力電圧（整流平滑電圧 E i）を得ている。これは、交流入力電圧 VAC が 100V 系でありながら、負荷電力 200W 以上という比較的重負荷の条件に対応した上で、AC → DC 電力変換効率の低下を防止するためである。

【0032】つまり、図 6 に示す電源回路では、力率改

善のために商用交流電源ラインにパワーチョークコイル PCH を挿入している。このため、パワーチョークコイル PCH のインダクタンス  $L_c$  と巻線抵抗とによって交流入力電圧  $V_{AC}$  が低下し、スイッチングコンバータへの直流入力電圧（整流平滑電圧  $E_i$ ）のレベルが 20V ほど低下する。ここで、例えばブリッジ整流回路などによって等倍電圧の整流平滑電圧  $E_i$  を生成する構成にしたとすると、2 石のスイッチング素子 Q11, Q12 に流れる電流のピーク値が増加して電力変換効率が低下してしまう。そこで、図 6 に示した回路では、倍電圧の整流平滑電圧  $E_i$  を得て直流入力電圧レベルを高いものとして、スイッチング素子 Q11, Q12 に流れる電流のピークを抑え、電力変換効率が低下しないようにしているものである。

【0033】しかしながら、このようにして図 6 に示す回路が倍電圧整流回路を備えることで、直流入力電圧生成用の平滑コンデンサとしては、C i 1, C i 2 の 2 本が必要になる。従って、それだけプリント基板の実装面積も増加するので、基板が大型化し、重量も増加してしまう。また、コストアップにもなる。また、高圧の直流入力電圧をスイッチングすることになるから、一次側スイッチングコンバータを形成する部品については、この直流入力電圧レベルに応じた耐圧品を選定することが必要になる。具体的には、例えば、スイッチング素子 Q11, Q12、直列共振コンデンサ C l としてのフィルムコンデンサ、及び並列共振コンデンサ C p としてのセラミックコンデンサ等については、400V の耐圧品を選定することが必要となる。これらの部品は高耐圧品になるほど高価になるので、それだけコストアップを招いてしまうことになる。

【0034】また、パワーチョークコイル PCH は相応に大型の部品であり、例えば具体的にはその重量が 240g 程度で、プリント基板実装面積は 19.2 平方センチメートル程度となる。従って、パワーチョークコイル PCH が備えられていることによっても、基板の重量及び実装面積が相当に増加してしまう。さらに、パワーチョークコイル PCH に関しては次のような問題も有している。つまり、パワーチョークコイル PCH によって、力率が 0.75 程度にまで改善はされるものの、交流入力電圧の上昇や負荷電力の低下などの変動に伴って低下してしまうことが分かっている。

【0035】また、図 7 に示した電源回路についても、図 6 の回路と同様に、倍電圧整流方式によって直流入力電圧を得るようにしているために、直流入力電圧（整流平滑電圧  $E_i$ ）を生成するための平滑コンデンサとしては、C i 1, C i 2 の 2 本が必要とされる。例えば図 7 に示した回路の平滑コンデンサ C i 1, C i 2 は、30mmφ という比較的大型の部品となる。このため、基板の小型軽量化を妨げ、コストアップを招いている。

【0036】また、この場合にも、直流入力電圧は、交

流入力電圧  $V_{AC}$  の 2 倍に対応するレベルとなることから、一次側スイッチングコンバータを形成する各部品の耐圧も高くしなければならない。図 7 に示す回路では一次側スイッチングコンバータが電圧共振形であることから、例えばスイッチング素子については 1500V の耐圧品を選定する必要がある。この程度にまで高耐圧になると、MOS-FET や IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) などではスイッチング特性が劣化してくるので、例えば図 7 にも示したように、採用可能なスイッチング素子としては、バイポーラトランジスタに限定されることになる。バイポーラトランジスタは、例えば増幅率  $h_{FE}$  や、蓄積時間  $t_{stg}$  などにばらつきがあり、また、温度特性も変化しやすいので、それだけ回路設計が困難になって効率がよくない。

【0037】さらに図 7 に示した電源回路に備えられる力率改善整流回路 20 では、4 本の整流ダイオード D11, D12, D13, D14 を備えているなど、構成部品点数が比較的多いために、この点でもコストアップとなり、また、回路の小型軽量化の妨げになる。また、図 7 に示す回路構成の下で、バイポーラトランジスタであるスイッチング素子 Q1 を他励式により駆動する場合には、スイッチング素子 Q1 を電流駆動するために、発振・ドライブ回路だけではなく、ドライブトランスが必要になる。この点でも、部品点数の増加及びコストアップとなってしまう。

#### 【0038】

【課題を解決するための手段】そこで本発明は上記した課題を考慮して、スイッチング電源回路として次のように構成することとした。つまり、商用交流電源を等倍電圧整流動作により整流して、1 つの平滑コンデンサに整流電流を充電することで、上記平滑コンデンサの両端に上記商用交流電源レベルの等倍に対応するレベルの直流入力電圧を生成する整流回路を備える。また、一次巻線に得られる一次側出力を二次巻線が巻装された二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスを備える。また、2 つのスイッチング素子で 1 組となるスイッチング回路が 2 組形成され、これら 2 組のスイッチング回路が交互にオン／オフすることで、入力された上記直流入力電圧を断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力するようにされたスイッチング手段と、各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段とを備える。また、少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路を備える。また、各スイッチング回路を形成する 2 つのスイッチング素子のうち、一方のスイッチング素子に対して並列接続された並列共振コンデンサのキャパシタンスと、絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダ



クタンス成分によって形成され、各スイッチング素子のターンオフ期間に電圧共振動作を行う部分電圧共振回路を備える。また、上記整流回路を含むと共に、力率を改善する力率改善整流回路を備える。また、絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、二次側直流出力電圧のレベルに応じてスイッチング駆動手段を制御して、スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段とを備える。そして、力率改善整流回路は、商用交流電源ラインに挿入されるノーマルモードノイズフィルタと、整流回路を形成する整流素子である高速リカバリ型ダイオード素子と、整流回路の整流出力端子と平滑コンデンサの間に挿入される、絶縁コンバータトランスに巻装される三次巻線とインダクタとの直列接続回路とを備えて構成することとした。

【0039】また、スイッチング電源回路として次のようにも構成することとした。つまり、商用交流電源を等倍電圧整流動作により整流して、1つの平滑コンデンサに整流電流を充電することで、平滑コンデンサの両端に上記商用交流電源レベルの等倍に対応するレベルの直流入力電圧を生成する整流回路を備える。また、一次巻線に得られる一次側出力を二次巻線が巻装された二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスを備える。また、2つのスイッチング素子が備えられ、各スイッチング素子が交互にオン/オフすることで、入力された直流入力電圧を断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力するようにされたスイッチング手段と、各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段とを備える。また、少なくとも、絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、スイッチング素子に対して並列に接続される一次側並列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、スイッチング手段の動作を電圧共振形とする一次側並列共振回路を備える。また、上記整流回路を含むと共に、力率を改善する力率改善整流回路を備える。また、二次巻線の漏洩インダクタンスと共に二次側共振回路を形成するようにして、二次巻線に対して接続される二次側共振コンデンサと、絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング駆動手段を制御して、スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成される定電圧制御手段とを備える。そして、力率改善整流回路は、商用交流電源ラインに挿入されるノーマルモードノイズフィルタと、整流回路を形成する整流素子である高速リカバリ型ダイオード素子と、整流回路の整流出力端

子と平滑コンデンサの間に挿入される二次巻線と、整流回路の整流出力端子と平滑コンデンサの間に挿入される、絶縁コンバータトランスに巻装される三次巻線とインダクタとの直列接続回路とを備えることとした。

【0040】上記各構成によると、整流回路系は、等倍電圧整流回路により構成されることになる。そして、一次側スイッチングコンバータとしては、フルブリッジ結合方式による電流共振形コンバータに対して、部分共振電圧回路を組み合わせて形成されることになる。または、プッシュプル方式によりスイッチング動作する電圧共振形コンバータと、二次側共振回路を備えた複合共振形スイッチングコンバータとされる。そのうえで、上記等倍電圧整流回路の整流電流経路に対して一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力を帰還して交流入力電流をスイッチングするように構成された力率改善回路が付加されることになる。このような構成では、直流入力電圧は商用交流電源の等倍に対応するレベルであるのにも拘わらず、一次側スイッチングコンバータがフルブリッジ結合方式による電流共振形コンバータ、若しくはプッシュプル方式による電圧共振形コンバータとされている。このため、例えば負荷電力が200W以上の条件であっても、スイッチング素子に流れる共振電流は増加することが無く、従って、電力損失も増加しないということがいえる。

#### 【0041】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成を示す回路図である。この図1の電源回路は、一次側に対して、4石のスイッチング素子を備えたフルブリッジ結合方式の自励式電流共振形コンバータが備えられる。そして、この電流共振形コンバータのスイッチング素子がターンオフする時のみ電圧共振する部分電圧共振回路が組み合わされている。さらに、力率改善のための力率改善整流回路10が設けられた構成となっている。

【0042】この場合の力率改善整流回路10についての構成は後述するが、この力率改善整流回路10の整流動作としては、商用交流電源ACを等倍電圧全波整流方式によって整流する。そして、この整流動作によって得られた整流電流I1が1本の平滑コンデンサCiに対して充電される。これによって、平滑コンデンサCiの両端には、交流入力電圧VACの等倍に対応するレベルの整流平滑電圧Eiが得られる。この整流平滑電圧Eiは、直流入力電圧として後段の電流共振形スイッチングコンバータに対して入力される。

【0043】この図に示す自励式の電流共振形コンバータは、フルブリッジ結合方式とされることに対応して、バイポーラトランジスタである4石のスイッチング素子Q1、Q2、Q3、Q4を備える。スイッチング素子Q1のコレクタは平滑コンデンサCiの正極端子に接続され、エミッタはスイッチング素子Q2のコレクタに対して接

続される。スイッチング素子Q2のエミッタは一次側アースに接地される。スイッチング素子Q3, Q4の組は、上記と同様の接続形態によって、スイッチング素子Q1, Q2の組に対して並列に接続される。

【0044】スイッチング素子Q1のコレクターベース間には起動抵抗 $R_{s1}$ が挿入されている。またスイッチング素子Q1のベースに対しては、共振コンデンサCB1ーベース電流制限抵抗RB1ー駆動巻線NB1が直列に接続される。駆動巻線NB1の他端は、スイッチング素子Q1のエミッタに接続される。上記ベース電流制限抵抗RB1はスイッチング素子Q1のベースに供給すべき電流レベルを設定する。また、共振コンデンサCB1は後述するドライブトランスPRTに巻装される駆動巻線NB1と共に、自励発振用の直列共振回路を形成しており、これらの素子によりスイッチング素子Q1の駆動回路系が形成される。スイッチング素子Q1のベースーエミッタ間にはクランプダイオードDB1が挿入される。

【0045】スイッチング素子Q2についても、同様にして、コレクターベース間には起動抵抗 $R_{s2}$ が挿入され、スイッチング素子Q1のベースに対しては、共振コンデンサCB2ーベース電流制限抵抗RB2ー駆動巻線NB2が直列に接続され、駆動巻線NB2の他端はスイッチング素子Q2のエミッタに接続される。そして、この場合も共振コンデンサCB2及びドライブトランスPRTの駆動巻線NB2によりスイッチング素子Q2をスイッチング駆動するための自励発振用の直列共振回路を形成する。更に、スイッチング素子Q2のベースーエミッタ間にもクランプダイオードDB2が挿入される。

【0046】スイッチング素子Q3についても、上記スイッチング素子Q1, Q2と同様の接続形態によって、それぞれ起動抵抗 $R_{s3}$ , 共振コンデンサCB3, ベース電流制限抵抗RB3, 駆動巻線NB3, クランプダイオードDB3が接続される。また、スイッチング素子Q4についても、起動抵抗 $R_{s4}$ , 共振コンデンサCB4, ベース電流制限抵抗RB4, 駆動巻線NB4, クランプダイオードDB4が接続される。このようにしてスイッチング素子Q3, Q4をスイッチング駆動するための各駆動回路系が形成される。

【0047】そして本実施の形態においては、スイッチング素子Q1, Q2の直列接続の組のうち、下段側となるスイッチング素子Q2のコレクターエミッタ間に対して並列に並列共振コンデンサ $C_{p1}$ が接続される。同様にして、スイッチング素子Q2, Q4の直列接続の組のうち、下段側となるスイッチング素子Q4のコレクターエミッタ間に対して並列に並列共振コンデンサ $C_{p2}$ が接続される。これら並列共振コンデンサ $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$ によっては、後述するようにして、電流共振形コンバータがスイッチング動作を行うのに伴って部分電圧共振動作が得られる。

【0048】ドライブトランスPRT (Power Regulati

ng Transformer) はスイッチング素子Q1~Q4を駆動すると共に、スイッチング周波数を可変制御する。この図の場合には、駆動巻線NB1~NB4及び、駆動巻線NB1を巻き上げて形成される共振電流検出巻線NDが巻装され、更にこれらの各巻線の巻方向に対して制御巻線Ncが直交する方向に巻回された直交型の可飽和リアクトルとされている。ここで、駆動巻線NB1と駆動巻線NB4の組は互いに同一極性の電圧が出力されるようにされており、この駆動巻線NB1と駆動巻線NB4の組に対して、駆動巻線NB2と駆動巻線NB3の組は、逆極性の電圧が出力されるようになっている。

【0049】この場合、制御回路1は二次側出力電圧E01のレベルに応じてそのレベルを可変した直流電流を制御電流として制御巻線Ncに供給する。この場合には、二次側出力電圧E01の上昇に応じてそのレベルが増加する制御電流を供給するように構成されている。

【0050】この場合、絶縁コンバートトランスPITの一次巻線N1は、その一端がスイッチング素子Q3のエミッタとスイッチング素子Q4のコレクタの接続点(スイッチング出力点)に対して接続される。また、一次巻線N1の他端は、直列共振コンデンサC1ー力率改善用フェライトトランスPFTの二次巻線L2ー共振電流検出巻線NDを介してスイッチング素子Q1, Q2のエミッターコレクタの接続点(スイッチング出力点)に対して接続される。この場合、一次巻線N1と直列共振コンデンサC1は直列に接続されることになるが、この直列共振コンデンサC1のキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンスL1とにより一次側直列共振回路が形成される。この一次側直列共振回路は、上記のようにして、スイッチング素子のスイッチング出力点と接続されていることで、スイッチング出力が供給される。そして、そのスイッチング動作を電流共振形とする。

【0051】上記のようにして形成されるフルブリッジ結合方式の電流共振形コンバータのスイッチング動作としては、スイッチング素子[Q1, Q4]の組とスイッチング素子[Q2, Q3]の組が交互にオン/オフ動作を行うようにされる。例えば、先ず商用交流電源が投入されると、起動抵抗 $R_{s1}$ ~ $R_{s4}$ を介してスイッチング素子Q1~Q4のベースにベース電流が供給されることになるが、仮にスイッチング素子[Q1, Q4]の組が先にオンとなったとすれば、スイッチング素子[Q2, Q3]の組はオフとなるように制御される。そして、スイッチング素子[Q1, Q4]の出力として、スイッチング素子Q1のコレクターエミッタ→共振電流検出巻線ND→力率改善用フェライトトランスPFTの二次巻線L2→直列共振コンデンサC1→一次巻線N1→スイッチング素子Q4のコレクターエミッタ→一次側アースの経路で電流が流れる。この際、一次側直列共振回路を流れる共振電流が0となる近傍でスイッチング素子[Q2, Q3]がオン、スイッチング素子[Q1, Q4]がオフとなるように制御



される。そして、スイッチング素子Q2, Q4を介して先とは逆方向に直列共振回路に対して共振電流が流れる。以降、スイッチング素子〔Q1, Q4〕及び〔Q2, Q3〕が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が開始される。このように、平滑コンデンサC<sub>i</sub>の両端電圧（整流平滑電圧E<sub>i</sub>）を直流入力電圧として、スイッチング素子〔Q1, Q4〕及び〔Q2, Q3〕が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁コンバータトランスの一次側巻線N1に共振電流波形に近いドライブ電流を供給する。

【0052】また、上記のようにしてスイッチング素子〔Q1, Q4〕の組がターンオフするタイミングでは、スイッチング素子Q4に対して接続された並列共振コンデンサC<sub>p2</sub>が、自身のキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンス成分L<sub>1</sub>によって並列共振回路を形成し、電圧共振動作を行う。つまり、スイッチング素子〔Q1, Q4〕の組のターンオフ時にのみ電圧共振となる部分電圧共振動作が得られる。同様に、スイッチング素子〔Q2, Q3〕の組がターンオフするタイミングでは、スイッチング素子Q2に対して接続された並列共振コンデンサC<sub>p1</sub>のキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンス成分L<sub>1</sub>によって並列共振回路が形成される。そして、スイッチング素子〔Q2, Q3〕の組のターンオフ時において部分電圧共振動作が得られる。

【0053】このようにして、本実施の形態では、スイッチング素子〔Q1, Q4〕〔Q2, Q3〕の各組（スイッチング回路）が交互にオン／オフするフルブリッジ結合方式の電流共振形コンバータと、部分電圧共振回路（C<sub>p1</sub>, C<sub>p2</sub>）が組み合わされたコンバータが形成される。そして、このコンバータの動作はプッシュプル動作であるということがいえる。

【0054】絶縁コンバータトランスPITは、一次側に得られるスイッチング出力を二次側に伝送するために設けられるもので、この場合には、一次巻線N1及び二次側巻線（N2, N2A）が巻装されている。上記したように、一次側電流共振形コンバータのスイッチング出力は、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に伝送され、更に二次側の二次巻線N2, N2Aに対して励起されるようにして伝達されることになる。また、本実施の形態では、絶縁コンバータトランスPITの一次側に対して、三次巻線N3が巻装される。この三次巻線N3は、後述するようにして力率改善を図ることを目的として、一次側の電流共振形コンバータのスイッチング出力を整流電流経路に対して帰還させるために設けられる。

【0055】絶縁コンバータトランスPITの二次側に巻装される二次巻線N2, N2Aの巻線数（ターン数）は、二次巻線N2よりも二次巻線N2Aのほうが少ないものとなっている。二次巻線N2に対しては、センタータップを設けた上で、整流ダイオードD01, D02及び平滑コンデンサC01を図のように接続することで、全波整流

回路が形成され、平滑コンデンサC01の両端には直流出力電圧E01が得られる。また、二次巻線N2Aに対しても、センタータップを設けると共に、整流ダイオードD03, D04及び平滑コンデンサC02を図のように接続することで全波整流回路が形成される。これにより、平滑コンデンサC02の両端には、直流出力電圧E01よりも低圧の直流出力電圧E02が得られる。これら直流出力電圧E01, E02は、図示しない所要の負荷に供給されることになる。また、直流出力電圧E01は、検出電圧として制御回路1に対しても分岐して入力される。

【0056】制御回路1は、例えば二次側の直流出力電圧E01のレベルに応じてそのレベルが可変される直流電流を、制御電流としてドライブトランスPRTの制御巻線NCに供給することにより定電圧制御を行う。例えば、二次側出力電圧E01が上昇するように変動したとすると、制御回路1では、制御巻線NCに流れる制御電流のレベルも二次側出力電圧E01の上昇に応じて高くなるように制御する。この制御電流によりドライブトランスPRTに発生する磁束の影響で、ドライブトランスPRTにおいては飽和状態に近づく傾向となっており、駆動巻線NB1～NB4のインダクタンスを低下させるように作用するが、これにより自励共振回路の条件が変化してスイッチング周波数は高くなるように制御される。この電源回路では、直列共振コンデンサC1及び一次巻線N1の直列共振回路の共振周波数よりも高い周波数領域でスイッチング周波数を設定している（アッパーサイド制御）が、上記のようにしてスイッチング周波数が高くなると、直列共振回路の共振周波数に対してスイッチング周波数が離れていくことになる。これにより、直列共振回路の共振インピーダンスは高くなる。このようにして共振インピーダンスが高くなることで、一次側の直列共振回路の一次巻線N1に供給されるドライブ電流が抑制される結果、二次側出力電圧が抑制されることになって、定電圧制御が図られることになる。

【0057】続いて、力率改善整流回路10の構成について説明する。この力率改善整流回路10は、商用交流電源ACを整流すると共に、力率改善作用を有する。

【0058】力率改善整流回路10においては、商用交流電源ACのラインに対して、フィルタコンデンサCNとフィルタチョークコイルLNによるノーマルモードノイズ抑圧用のフィルタが形成される。そして、図示するようにして、商用交流電源ACに対してブリッジ整流回路Diを接続している。本実施の形態の場合、ブリッジ整流回路Diを形成する整流ダイオードとしては、スイッチング周期に対応してスイッチングを行うようにして整流電流I1を流すことに対応して、高速リカバリ型ダイオードD1, D2, D3, D4が接続される。

【0059】そして、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と、平滑コンデンサCiの正極端子との間の整流電流経路に対しては、インダクタL11と絶縁コンバータ

ランス P I T に巻装された三次巻線 N3 とを直列接続して得られる直列接続回路が挿入される。

【0060】このような力率改善整流回路 10 においては、商用交流電源 AC は、ブリッジ整流回路によって全波整流され、インダクタ L11-三次巻線 N3 の直列接続回路を介して平滑コンデンサ C i に充電されることになる。従ってこの場合には、平滑コンデンサ C i に得られる整流平滑電圧 E i (直流入力電圧) としては、前述もしたように、交流入力電圧 VAC の等倍に対応するレベルが得られることになる。

【0061】本実施の形態では、前述したように、電流共振形コンバータについてフルブリッジ結合方式としている。従って、スイッチング素子 [Q1, Q4] [Q2, Q3] の各組によるプッシュプル動作としてのスイッチング動作となる。また、並列共振コンデンサ C p1, C p2 が設けられていることによって、スイッチング素子 [Q1, Q4] [Q2, Q3] の各組のターンオフ時に部分電圧共振動作が得られる。つまり、電流共振形スイッチングコンバータに対して部分電圧共振回路が組み合わされた形態の複合共振形スイッチングコンバータとして構成されている。このような構成であれば、電流共振形コンバータに直流入力電圧として入力する整流平滑電圧 E i のレベルが、例えば図 6 に示した電源回路の整流平滑電圧 E i の 1/2 程度であるとしても、スイッチング素子に流れる共振電流が増加することはない。従って、共振電流の増加によるスイッチング素子での電力損失はほぼ無視できる程度にまで少なくなる。そこで、本実施の形態では、整流平滑電圧 E i を生成する整流回路系として、倍電圧整流回路ではなく、例えばブリッジ整流回路を備え、交流入力電圧 VAC と等倍とされる整流平滑電圧 E i が生成されるようにしているものである。

【0062】そして、力率改善整流回路 10 による力率改善動作は次のようになる。一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力は、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 に得られることになり、一次巻線 N1 には交番電圧が発生する。これにより、絶縁コンバータトランス P I T に巻装された三次巻線 N3 にも交番電圧が励起されることになる。そして、三次巻線 N3 は整流電流経路に挿入されていることから、三次巻線 N3 によっては、スイッチング出力としての交番電圧が平滑コンデンサ C i に入力されるようにして帰還されることになる。つまり、スイッチング出力が電圧帰還される。そして、この帰還されたスイッチング出力が、ブリッジ整流回路 D i を形成する高速リカバリ型ダイオード D1~D4 に対して印加されることとなつて、高速リカバリ型ダイオード D1~D4 においては、整流電流をスイッチングして断続する動作が得られる。

【0063】すると、図 3 に示すように、交流入力電圧 VAC が正の期間では、整流電流 I 1 は、コンデンサ CN → 高速リカバリ型ダイオード D1 → インダクタ L11 → 三

次巻線 N3 → 平滑コンデンサ C i → 高速リカバリ型ダイオード D4 ... の経路で流れる。そして、この際には、高速リカバリ型ダイオード D1, D4 が整流電流 I 1 を断続するようにしてスイッチング動作する。また、交流入力電圧 VAC が負の期間では、整流電流 I 1 は、コンデンサ CN → 高速リカバリ型ダイオード D3 → インダクタ L11 → 三次巻線 N3 → 平滑コンデンサ C i → 高速リカバリ型ダイオード D2 の経路で流れ、高速リカバリ型ダイオード D3, D2 によってスイッチング (断続) されることになる。なお、この場合の整流電流 I 1 は交流入力電圧 VAC の正負の絶対値が 1/2 以上の時に流れるものとなる。

【0064】このようにして、本実施の形態では、電圧帰還されるスイッチング出力によって、整流ダイオードである高速リカバリ型ダイオード [D1, D4] [D2, D3] の各組を、交流入力電圧 VAC の正負の絶対値が 1/2 以上の時にスイッチング動作させている。つまり、整流電流 I 1 を断続させている。これにより、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサ C i の両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサ C i への充電電流が流れるようにされる。この結果、交流入力電流 I AC の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近付くことになって交流入力電流の導通角が拡大され、力率改善が図られることになる。

【0065】図 4 は、図 1 の電源回路についての AC → DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )、及び力率 PF の特性を、図 6 に示した電源回路 (先行技術) との比較により示している。これは交流入力電圧 VAC = 100 V 時の負荷電力 P o = 200 W ~ 25 W の変動に対する特性である。なお、図 4 において実線は、図 1 に示す電源回路についての特性を示し、破線は図 6 に示す電源回路についての特性を示している。

【0066】なお、上記図 4 の特性を得る際の、図 1 の回路としての各種定数は次の通りである。

絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 = 24 T (ターン)

絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 = 45 T

絶縁コンバータトランス P I T の三次巻線 N3 = 6 T

直列共振コンデンサ C1 = 0.16  $\mu$ F

並列共振コンデンサ C p1, C p2 = 330 pF

インダクタ L11 = 10  $\mu$ H

フィルタチョークコイル LN = 100  $\mu$ H

フィルタコンデンサ CN = 1  $\mu$ F

【0067】図 4 から分かるように、図 1 の回路では、図 6 に示した先行技術の回路よりも力率 PF は向上しており、負荷電力 P o = 200 W 時には、図 6 に示した回路が力率 PF = 0.76 であるのに対して、図 1 に示す回路では力率 PF = 0.81 となっている。また、負荷電力 P o = 50 W 時には、図 6 に示した回路が力率 PF = 0.67 であるのに対して、図 1 に示

す回路では力率  $PF = 0.80$  となっている。また、負荷電力  $P_o = 50W \sim 200W$  の範囲で、力率の変動が少ない特性であるということもいえる。また、 $AC \rightarrow DC$  電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) も、図 1 に示した回路のほうが図 6 に示した回路よりも向上していることが分かる。この図によると、負荷電力  $P_o = 200W$  時においては、図 6 に示した回路と同等とされて  $91.7\%$  であるが、負荷電力  $P_o = 50W$  時においては、図 6 に示した回路が  $89.1\%$  であったのに対して、図 1 に示した回路では  $90.5\%$  となっている。

【0068】また、本実施の形態としての図 1 に示す電源回路では、上記した力率の改善と電力変換効率の向上のほか、次のような効果も得られる。前述もしたように図 1 に示す電源回路では、一次側スイッチングコンバータがフルブリッジ結合方式の構成を採っていることで、スイッチング動作としてはプッシュプル動作となる。このため、交流入力電圧  $V_{AC}$  が  $100V$  系で負荷電力  $P_o = 200W$  以上の条件であっても、電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) は低下しない。そこで、図 1 に示す回路では、ブリッジ整流回路  $D_i$  及び平滑コンデンサ  $C_i$  から成る等倍電圧全波整流動作によって、直流入力電圧（整流平滑電圧  $E_i$ ）を得るようにしている。つまり、交流入力電圧  $V_{AC}$  の等倍に対応するレベルの直流入力電圧を得るようにしている。これによって、直流入力電圧を得るための平滑コンデンサ  $C_i$  としては 1 組とされることになる。これに対して、図 6 に示した先行技術としての電源回路では、交流入力電圧  $V_{AC}$  の 2 倍に対応するレベルの直流入力電圧（整流平滑電圧  $E_i$ ）を得るために倍電圧整流回路を形成していた。このために、2 組の平滑コンデンサ  $C_{i1}$ 、 $C_{i2}$  が必要であった。このようにして、直流入力電圧生成のための平滑コンデンサが 1 組に削減されることによって、それだけコストダウンが図られることとなる。また、それだけプリント基板への実装面積も縮小されるので基板サイズが小型化することになる。

【0069】また、上記のようにして直流入力電圧レベルが交流入力電圧  $V_{AC}$  の 2 倍から等倍にまで低下されることで、一次側スイッチングコンバータを形成する部品についての耐圧も低下することになる。具体的には、スイッチング素子  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$ 、 $Q_4$ 、直列共振コンデンサ  $C_1$  としてのフィルムコンデンサ、及び並列共振コンデンサ  $C_p$  としてのセラミックコンデンサ等については、 $200V$  の耐圧品でよいことになる。これに対して、図 6 に示す回路では、スイッチング素子  $Q_{11}$ 、 $Q_{12}$ 、直列共振コンデンサ  $C_1$ 、及び並列共振コンデンサ  $C_p$  等に  $400V$  の耐圧品を選定していた。なお、図 6 に示す回路では、電流共振形コンバータがハーフブリッジ結合であることで、スイッチング素子は 2 本とされていたのに対して、本実施の形態ではフルブリッジ結合方式とされることで、4 本のスイッチング素子が必要とな

る。しかしながら、 $200V$  耐圧品は、 $400V$  耐圧品よりも安価であることから、この部品点数増加によるコストアップは無い。

【0070】また、本実施の形態の電源回路の力率改善整流回路 10 の構成によると、図 6 に示した回路に備えられていた力率改善のためのパワーチョークコイル  $PCH$  は省略されることになる。パワーチョークコイル  $PCH$  は、重量が  $240g$  程度と相応に重いものであり、また、サイズも比較的大きいものであるから、パワーチョークコイル  $PCH$  が省略されることによって、基板について大幅に小型、軽量化を図ることが可能になる。具体的には、重量は、図 6 に示した回路の  $1/9$  とすることが可能となり、また、力率改善回路部分の実装面積については、図 6 に示した回路の  $1/1.4$  となった。また、パワーチョークコイル  $PCH$  が省略されれば、このパワーチョークコイル  $PCH$  の漏洩磁束についての対策を施す必要もなくなるから、この点でも回路基板の小型軽量化及びコストダウンが促進されることになる。

【0071】なお、図 6 に示した回路において、力率改善のための構成部品は、パワーチョークコイル  $PCH$ 、整流ダイオード  $D_{13}$ 、 $D_{14}$ 、平滑コンデンサ  $C_{i1}$ 、 $C_{i2}$  の 5 点となる。これに対して、図 1 に示した回路では、フィルタチョークコイル  $LN$ 、フィルタコンデンサ  $CN$ 、高速リカバリ型の整流ダイオード  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$ 、インダクタ  $L_{11}$ 、平滑コンデンサ  $C_i$  の 8 点となる。しかしながら、整流ダイオード  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$  には、ブリッジ整流回路としてのパッケージ品を用いることができるので、図 1 に示す回路の構成部品点数は 4 点となって、図 6 に示す回路よりも 1 点削減されることになる。なお、図 1 に示す回路においては、スイッチング素子  $Q_1 \sim Q_4$  としてバイポーラトランジスタを選定した場合を例に挙げているが、例えば、電圧駆動される MOS-FET や IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) などが選定されてもよいものである。

【0072】続いて本発明の他の実施の形態としてのスイッチング電源回路について説明する。図 2 は、この他の実施の形態としての電源回路の構成例を示している。なお、この図において図 1 と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。また、この図に示す電源回路としても、交流入力電圧  $V_{AC}$  が  $100V$  系で、負荷電力  $P_o = 200W$  以上の条件に対応する構成とされる。

【0073】この図 2 に示す回路においては、図 1 の回路に示したのと同様の回路構成による力率改善整流回路 10、及び 1 組の平滑コンデンサ  $C_i$  が備えられる。これによって、図 1 に示した力率改善整流回路 10 と同様の動作によって、力率が改善されることになる。また、後段のスイッチングコンバータのための直流入力電圧（整流平滑電圧  $E_i$ ）としても、図 1 の場合と同様に、交流入力電圧  $V_{AC}$  の等倍に対応するレベルとなる。

【0074】図 2 に示す回路の場合、一次側スイッチ

グコンバータとしては、電圧共振形コンバータが備えられる。また、この場合には、スイッチング素子としてスイッチング素子Q1、Q2の2本が備えられることで、プッシュプル方式が採用される。

【0075】この場合のスイッチング素子Q1、Q2には、それぞれMOS-FETが用いられる。スイッチング素子Q1のドレイン-ソース間に対しては、図示するようにして、クランプダイオードDD1及び一次側並列共振コンデンサCr1が、それぞれ並列に接続される。また、スイッチング素子Q2のドレイン-ソース間に対しても、クランプダイオードDD2及び一次側並列共振コンデンサCr2が、それぞれ並列に接続される。なお、クランプダイオードDD1、DD2は、スイッチング素子Q1、Q2であるMOS-FETに内蔵のボディダイオードを用いることができる。

【0076】また、上記スイッチング素子Q1のドレインは、一次巻線N1の一端と接続され、ソースは一次側アースと接続される。また、上記スイッチング素子Q2のドレインは、一次巻線N1の他端と接続され、ソースは一次側アースと接続される。この場合、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1は、センタータップが設けられることで、一次巻線N1A、N1Bに分割される。この図に示す回路の場合には、この一次巻線N1A、N1Bの接続点、つまり、一次巻線N1のセンタータップがスイッチング出力点となる。そして、この一次巻線N1のセンタータップは、チョークコイルLcを介して平滑コンデンサCiの正極端子に接続される。つまり、直流入力電圧（整流平滑電圧Ei）のラインと接続される。

【0077】また、スイッチング素子Q1、Q2の各ゲートは、発振・ドライブ回路2が接続される。発振・ドライブ回路2では、所要のスイッチング周波数によって、スイッチング素子Q1、Q2が交互にオン/オフしてスイッチング動作を行うように、駆動電圧（ドライブ信号）を出力する。従って、スイッチング素子Q1、Q2は、交互にオンオフするタイミングでスイッチング動作を行うことになる。つまり、プッシュプル動作によるスイッチングを行うようにされる。また、発振・ドライブ回路2では、定電圧制御のために、制御回路1から出力される検出出力レベルに応じてスイッチング周波数が可変されるようにしてドライブ信号を印加し、スイッチング素子Q1、Q2をスイッチング駆動する。なお、発振・ドライブ回路2の起動時には、起動用電源として起動抵抗Rsを介して平滑コンデンサCiに得られる整流平滑電圧Eiが入力されるようになっている。

【0078】また、この図に示す電源回路の二次側においては、二次巻線N2と、これよりもターン数（巻き数）の少ない、二次巻線N2Aが巻装される。そしてこの場合には、二次巻線N2の両端に対して並列に二次側並列共振コンデンサC2が接続されることで、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL2と共に二次側並列共振

回路を形成する。つまり、図2に示す電源回路は、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路を備え、二次側にも電圧共振動作を得るための並列共振回路を備えた、複合共振形スイッチングコンバータとしての構成を採る。

【0079】なお、複合共振形スイッチングコンバータとしての動作が適正に実行されるようにするために、この場合の絶縁コンバータトランスPITについては、一次側と二次側とで所要の結合係数による疎結合の状態が得られるようにするための構造が採られる。このためには、例えば絶縁コンバータトランスPITのコアについてはEE型コアを採用した上で、このEE型コアの中央磁脚に所要のギャップ長によるギャップを形成するようにされる。

【0080】この場合、二次巻線N2に対してはブリッジ整流回路DBR及び平滑コンデンサC01から成る整流回路が接続されることで、二次側直流出力電圧E01を生成する。また、二次巻線N2Aに対しては、センタータップを設けた上で、図示するようにして整流ダイオードD03、D04、及び平滑コンデンサC02から成る全波整流回路が設けられる。この全波整流回路によって二次側直流出力電圧E02が生成されることになる。

【0081】発振・ドライブ回路2では、前述もしたようにプッシュプル動作によりスイッチングが行われるように、スイッチング素子Q1、Q2を駆動している。そして、この状態の下で、制御回路1は、二次側直流出力電圧E01のレベルを検出し、この検出レベルに応じて可変の電圧レベル又は電流レベルを発振・ドライブ回路2に対して出力する。発振・ドライブ回路2では入力された制御回路1からの出力レベルに応じて、ドライブ信号の周波数を可変し、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング周波数が可変されるように制御する。スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング周波数が可変されることによつては、一次側並列共振回路と二次側並列共振回路との共振インピーダンスが変化することになるが、このインピーダンス変化によって、一次側から二次側へ伝送されるエネルギーも可変される。これによって二次側直流出力電圧が一定となるように制御される。

【0082】また、この図2に示す電源回路における力率改善整流回路10は、図1に示した電源回路の力率改善整流回路10と同じ構成であり、従って、その力率改善動作も、図1により説明した動作と同様となることから、ここでの詳しい説明は省略する。

【0083】図5は、上記図2に示した実施の形態の電源回路についての、AC→DC電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）、力率PFの特性を示している。この場合にも交流入力電圧VAC=100V時の負荷電力Po=200W～25Wの変動に対する特性が示される。また、図5において点線が図2の回路についての特性を示し、実線は、比較対象である図7の先行技術にかかる回路につい

ての特性を示している。

【0084】また、上記図5の特性を得る際の、図2の回路における各種部品の定数は以下のように選定している。

絶縁コンバータトランスPITの一次巻線 $N_1=45T$   
(ターン)

絶縁コンバータトランスPITの二次巻線 $N_2=45T$

絶縁コンバータトランスPITの三次巻線 $N_3=8T$

直列共振コンデンサ $C_{r1}, C_{r2}=6800pF$

二次側並列共振コンデンサ $C_2=0.01\mu F$

チョークコイル $L_c=200\mu H$

インダクタ $L_{l1}=22\mu H$

フィルタチョークコイル $L_N=100\mu H$

フィルタコンデンサ $C_N=1\mu F$

【0085】図5に示されるように、図2の回路についての力率 $PF$ は、負荷変動に対する変化特性が、図7に示す回路の変化特性と若干異なっているものの、 $PF=0.8$ 付近ではほぼ一定となっているといえる。また、 $AC \rightarrow DC$ 電力変換効率( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )は、図7に示した回路とほぼ同等となっているが、負荷電力 $P_o=50W$ の条件では、図7の回路が88.5%であるのに対して、図2の回路は90.6パーセントであり、本実施の形態のほうが向上されていることが分かる。

【0086】そして、以上の説明から分かるように、図2に示す電源回路では、電圧共振形コンバータとして2石のスイッチング素子を備えたプッシュプル方式の構成としている。これによって、交流入力電圧 $V_{AC}$ が100V系で負荷電力 $P_o=200W$ 以上の条件の場合でも電力変換効率が低下しない。そこで、この図2に示す回路においても、図1の場合と同様に、等倍電圧整流回路

( $D_i, C_i$ )を備えることで、交流入力電圧 $V_{AC}$ の等倍レベルの直流入力電圧を生成するようにしている。これによって、直流入力電圧を得るための平滑コンデンサ $C_i$ としては1組となって、プリント基板の小型軽量化及びコストダウンが図られることになる。

【0087】また、上記のようにして直流入力電圧が交流入力電圧 $V_{AC}$ の2倍から等倍にまで低下されることで、一次側スイッチングコンバータを形成する部品については、図7の回路の場合よりも低耐圧品を選定できる。例えば、スイッチング素子 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$ 、一次側並列共振コンデンサ $C_{r1}, C_{r2}$ については、800Vの耐圧品を選定することができる。例えば図7に示す回路ではスイッチング素子等について1500V耐圧品を選定していたが、800V耐圧品は1500V耐圧品よりも安価であることから、その分コストを削減することが可能になる。

【0088】また、このようにして低耐圧品が選定されることで、スイッチング素子としてはバイポーラトランジスタには限定されることが無くなり、図2にも示したように、MOS-FETをはじめ、ほかにはIGBTな

どの素子も採用することが可能になる。これらのスイッチング素子は電圧駆動タイプであるから、例えばICなどによる汎用の発振・ドライブ回路によりスイッチング駆動する構成とした場合であっても、バイポーラトランジスタのようにドライブトランスを設ける必要がない。従って、この点でも、部品点数の削減に伴う回路の小型軽量化、及びコストダウンを図ることができる。

【0089】また、力率改善のための構成部品点数であるが、図7に示した回路は、フィルタチョークコイル $L_N$ 、チョークコイル $L_{10}$ 、フィルタコンデンサ $C_N$ 、高速リカバリ型の整流ダイオード $D_{11}, D_{12}$ の5点となる。これに対して、図2に示した回路では、フィルタチョークコイル $L_N$ 、フィルタコンデンサ $C_N$ 、高速リカバリ型の整流ダイオード $D_1, D_2, D_3, D_4$ 、インダクタ $L_{l1}$ の7点となる。しかし、整流ダイオード $D_1, D_2, D_3, D_4$ には、ブリッジ整流回路としてのパッケージ品を用いることになるので、図2に示す回路の構成部品点数は4点となって、図7に示す回路よりも1点削減されることになる。

【0090】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、例えば $AC100V$ 系で負荷電力200W程度以上の重負荷の条件に対応する電源回路として、一次側スイッチングコンバータについては、フルブリッジ電流共振形コンバータと部分電圧共振回路を組み合わせた共振コンバータとしている。また、力率改善のための回路としては、商用交流電源ラインにノーマルモードノイズフィルタを挿入すると共に、絶縁コンバータトランスに巻装した三次巻線 $N_3$ とインダクタから成る直列接続回路を、商用交流電源を全波整流する整流経路に挿入するようにしている。つまり、一次側直列共振回路のスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還して、整流電流がスイッチングされるようにして、交流入力電流の導通角の拡大を図るようにしている。

【0091】このような構成であれば、例えば $AC100V$ 系で負荷電力200W程度以上の重負荷の条件に対応して、電流共振形コンバータにより力率改善を図る構成を探るのにあたり、パワーチョークコイル $PCH$ を商用交流電源ラインに挿入する必要はなくなる。これによって、コストダウンと基板の小型軽量化が促進されることになる。

【0092】また、上記のフルブリッジ結合方式を採用してスイッチング動作をプッシュプル動作とした構成では、 $AC100V$ 系で重負荷の条件に対応する場合において、直流入力電圧が商用交流電源の等倍に対応したレベルであっても電力変換効率が低下しない。そこで本発明では、全波整流回路を設けて、商用交流電源の等倍に対応したレベルの直流入力電圧を得るようにしている。これは即ち、直流入力電圧源となる平滑コンデンサは1つで済むことを意味する。このようにして、平滑コンデ

ンサが1つとされることによっても、大幅なコストの削減と基板の小型軽量化が図られることになる。

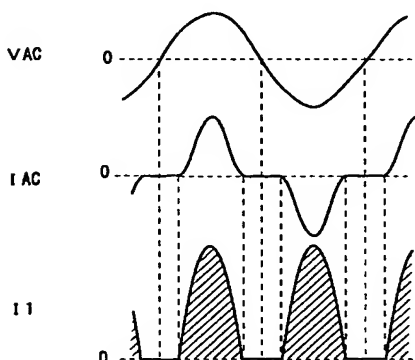
【0093】また、直流入力電圧が商用交流電源の等倍に対応したレベルにまで低減されることで、一次側スイッチングコンバータを形成するスイッチング素子等の部品について、これまでよりも低耐圧品を選定することができる。これによっても、コストダウンが図られることになる。さらに、本発明では、電源回路として対応すべき負荷電力の範囲にわたって、変動の少ない力率特性を得ることもできている。

【0094】また、本発明としては次のようにもスイッチング電源回路を構成している。つまり、AC100V系で負荷電力200W程度以上の重負荷の条件に対応する電源回路として、一次側スイッチングコンバータについては、プッシュプル方式による電圧共振形コンバータを備え、二次側には共振回路と部分電圧共振回路を組み合わせ合わせた共振コンバータとしている。そのうえで、力率改善のための回路としては、上記発明と同様にして、商用交流電源ラインにノーマルモードノイズフィルタを挿入すると共に、絶縁コンバータトランスに巻装した三次巻線N3とインダクタから成る直列接続回路を、商用交流電源を全波整流する整流経路に挿入するようにしている。

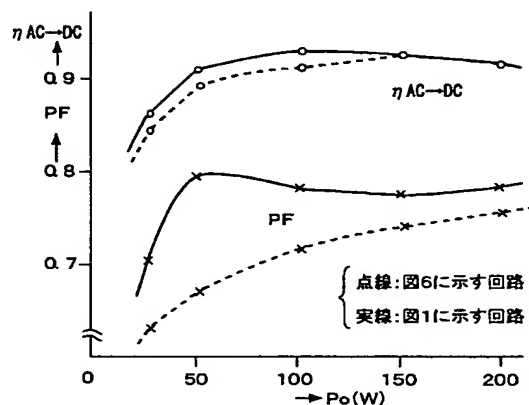
【0095】このような構成によっても、例えばAC100V系で負荷電力200W程度以上の重負荷の条件に対応するのにあたり、直流入力電圧は、商用交流電源から直流入力電圧を生成する整流回路系は、全波整流回路でよいことになる。つまり、商用交流電源の等倍に対応するレベルの直流入力電圧でよいことになる。このため、本発明でも、整流回路系を全波整流回路として平滑コンデンサは1つとしている。これによって、コストダウン及び基板の小型軽量化が図られることになる。

【0096】また、直流入力電圧が商用交流電源の等倍に対応するレベルにまで低減されることで、スイッチング素子等の電圧共振形スイッチングコンバータを形成す

【図3】

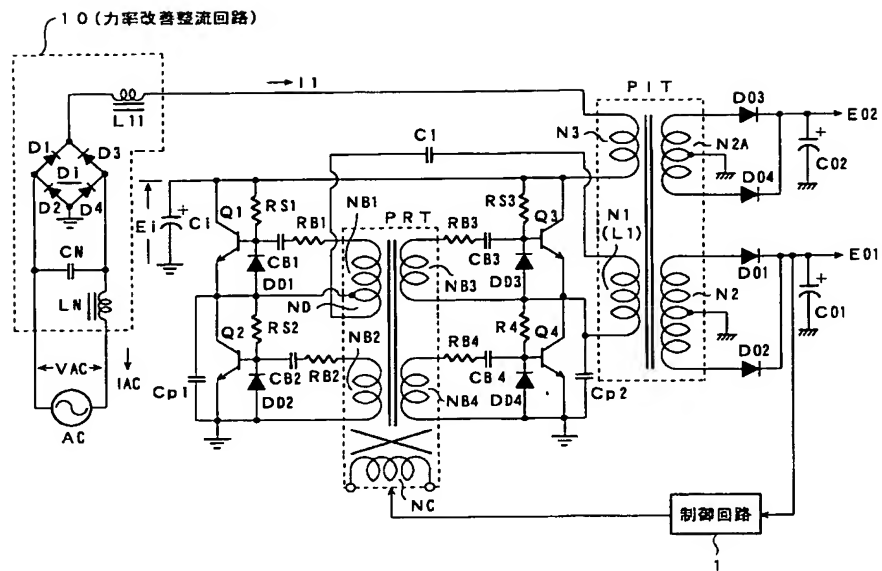


【図4】

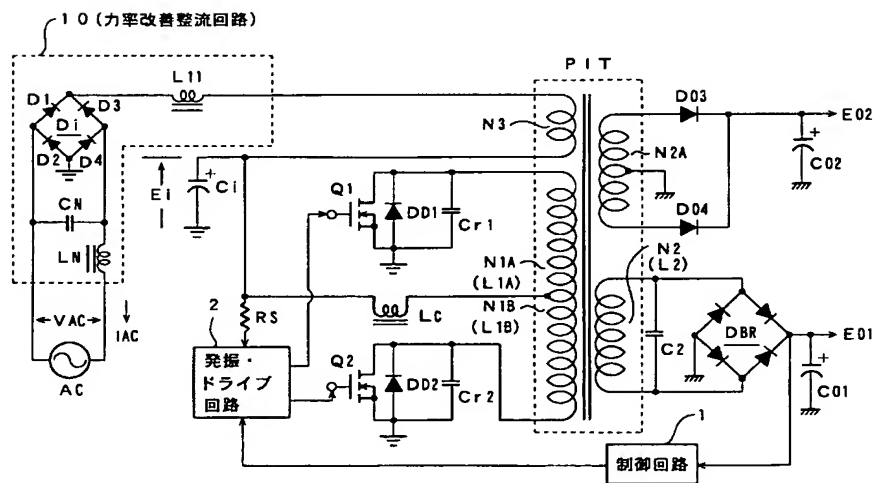




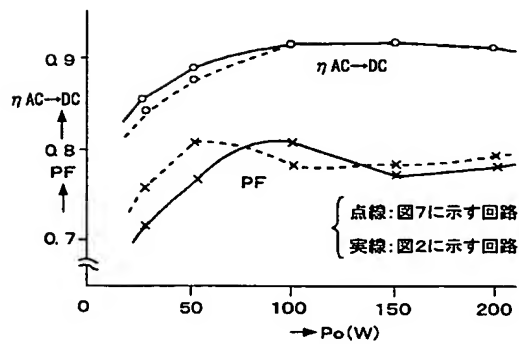
【図1】



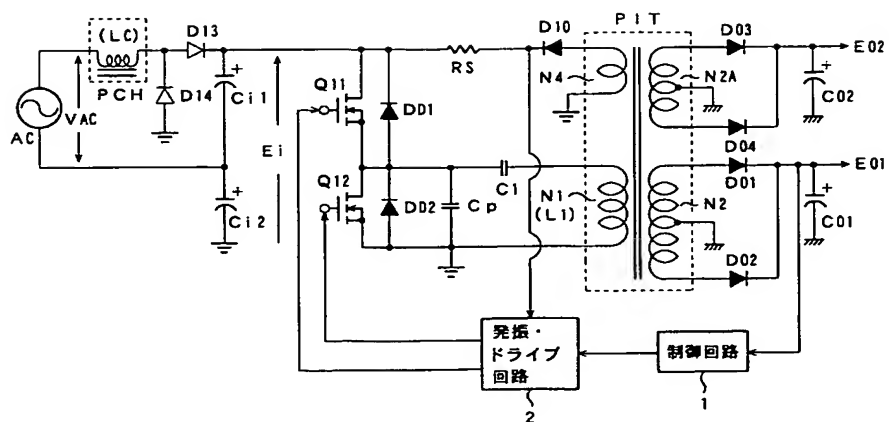
【図2】



【図5】



【図 6】



【図 7】

